



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출 원 번 호 : 10-2002-0079723
Application Number

출 원 년 월 일 : 2002년 12월 13일
Date of Application DEC 13, 2002

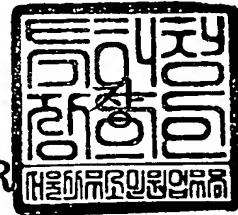
출 원 인 : 주식회사 케이티
Applicant(s) KT Corporation



2003 년 11 월 17 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0004
【제출일자】	2002. 12. 13
【발명의 명칭】	브릿지드탭에 의한 널의 적응적 보상필터를 갖는 초고속디지털 가입자망 모뎀
【발명의 영문명칭】	Digital subscriber line modem having adaptive filter for compensating null generated by bridged tap
【출원인】	
【명칭】	주식회사 케이티
【출원인코드】	2-1998-005456-3
【대리인】	
【성명】	이후동
【대리인코드】	9-1998-000649-0
【포괄위임등록번호】	1999-065686-6
【대리인】	
【성명】	이정훈
【대리인코드】	9-1998-000350-5
【포괄위임등록번호】	1999-065687-3
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김동권
【성명의 영문표기】	KIM, Dong Kwun
【주민등록번호】	570113-1030614
【우편번호】	302-774
【주소】	대전광역시 서구 둔산2동 파랑새아파트 103동 1202호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	배병숙
【성명의 영문표기】	BAE, Byeong Sook
【주민등록번호】	640823-1840915

【우편번호】 302-732
【주소】 대전광역시 서구 둔산동 1204번지 녹원아파트 102동 201호
【국적】 KR
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인
이후동 (인) 대리인
이정훈 (인)
【수수료】
【기본출원료】 20 면 29,000 원
【가산출원료】 2 면 2,000 원
【우선권주장료】 0 건 0 원
【심사청구료】 0 항 0 원
【합계】 31,000 원
【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명의 초고속디지털가입자 모뎀은 결정궤환등화기(DFE)의 전단에서 수신신호의 전달 함수상에 발생되는 널을 보상하기 위해 상기 널이 발생하는 주파수를 예측 및 추적하여 널 주파수를 찾아내고 찾아낸 예측 널 주파수의 신호성분을 크게 해주는 널 보상장치를 구비하여, 가입자 선로상의 분기(BT)에 의해 발생되는 널에 의한 신호성분의 손실을 등화기 전단에서 미리 보상하여줌으로써 전송오율을 줄여 초고속디지털가입자 서비스의 전송속도 저하를 방지하고 등화기의 텁수를 줄여주어 등화기에 하드웨어 구현시 비용을 절감할 수 있게 된다.

【대표도】

도 4

【명세서】**【발명의 명칭】**

브릿지드탭에 의한 널의 적응적 보상필터를 갖는 초고속디지털가입자망 모뎀{Digital subscriber line modem having adaptive filter for compensating null generated by bridged tap}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 종래 QAM 또는 CAP 방식의 초고속디지털가입자망 모뎀의 일반적인 구조를 간략하게 나타낸 구성도.

도 2는 초고속디지털가입자망 구간의 채널에 병렬로 연결된 케이블이 단선된 분기(BT)의 구조를 나타낸 도면.

도 3은 채널상의 분기(BT)에 의해 송신신호에 널이 발생되는 모습을 나타내는 도면.

도 4는 본 발명에 따른 초고속디지털가입자망 모뎀의 구조를 나타내는 구성도.

도 5는 본 발명에 따른 널 보상필터의 극영점(pole-zero) 다이어그램과 전달함수를 나타내는 도면.

도 6은 본 발명에 따라 널 보상필터의 최소 평균전력을 기준으로 널 추적시 전력 스펙트럼의 모양을 나타내는 도면.

도 7은 예측 널 주파수에 따른 널 보상필터 출력의 평균전력 변화를 나타내는 도면.

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

<8> 본 발명은 초고속디지털가입자망(VDSL:Very high rate Digital Subscriber Line) 모뎀에 관한 것으로, 보다 상세하게는, CAP(Carrierless Amplitude and Phase modulation) 또는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식의 초고속디지털가입자망 모뎀에서 등화기의 전단에 디지털 필터를 삽입하여 가입자선로의 분기(BT:Bridged Tap)에 의한 전송오율을 최소화시키는 방법 및 그 방법을 이용하는 데이터 수신장치에 관한 것이다.

<9> 디지털 통신 시스템에서는 대역 제한 채널 특성으로 인하여 송신단에서 전송된 신호가 전송 채널을 거치면서 여러가지 왜곡이 생기게 된다. 이러한 왜곡을 발생시키는 요인으로는 가우스 열잡음, 임펄스 잡음, 신호의 강도가 시간적으로 변동하는 현상인 페이딩(Fading)에 의한 가산형 또는 승산형 잡음, 주파수 변화, 비선형성, 시간적 분산 등이 있다.

<10> 이러한 왜곡에 의해 인접 심볼끼리 서로 영향을 주는데 이런 인접 심볼간의 간섭(ISI : InterSymbol Interference, 이하 ISI라 함)은 통신 시스템의 성능을 저하시키는 주요 요소로 작용한다. 특히 QAM 시스템에서는 다중레벨 특성 때문에 ISI 현상이 더욱 더 심각해져 고속 데이터 통신을 어렵게 한다.

<11> 이러한 ISI로 인하여 왜곡된 송신신호를 복원하는 것이 등화기이다.

<12> 최근 ISI를 해결하기 위한 많은 연구가 이루어지고 있으며, 그 중에서 결정궤환등화기(DFE:Decision Feedback Equalizer)가 열악한 채널 상황에서 가장 우수한 성능을 보이는 것으로 판명되고 있다.

<13> 도 1은 종래 QAM 또는 CAP 방식의 초고속디지털가입자망 모뎀의 일반적인 구조를 간략하게 나타낸 구성도이다.

<14> 채널(1)을 통해 입력되는 전송신호는 채널 특성에 따른 가산성 백색잡음(AWGN) 등의 노이즈 $n(t)$ 가 부가되어 왜곡되며, 노이즈 $n(t)$ 가 가해진 전송신호는 A/D 변환기(2)에 의해 디지털 신호로 변환된다.

<15> A/D 변환기(2)에서 변환된 전송신호는 유한임펄스응답(FIR:Finite Impulse Response) 필터로 구성된 결정궤환등화기(DFE)의 순방향필터(FFF:Feedforward Filter)(3)에 일정 주기로 인가되어 전커서(precursor)가 제거된 후 가산기(4)에 인가된다.

<16> 순방향필터(FFF:Feedforward Filter)(3)에 의해 가산기(4)에 인가된 전송신호는 피드백필터(FBF:Feedback Filter)(5)의 출력신호와 더해져서 신호결정부(6)로 인가된다.

<17> 신호결정부(6)는 가산기(4)에서 출력되는 신호를 인가받아 그 신호의 레벨을 결정한다.

<18> 피드백필터(FBF)는 신호결정부(6)에 의해 이전에 결정된 값을 피드백받아 후커서(postcursor)를 제거한 후 가산기(4)로 출력한다.

<19> 도 2는 초고속디지털가입자망 구간의 채널에 병렬로 연결된 케이블이 단선된 분기(BT)의 구조를 나타낸 도면이다.

<20> 이러한 분기(BT)는 전송 채널의 전달함수 상에 널을 발생시키게 된다.

<21> 송신단(7)에서 가입자(8) 측으로 하향 송신된 신호는 분기점(B)에서 분기되어 절단면에서 반사되어 다시 분기점(B)에서 신호가 합해진다.

<22> 분기(BT)의 길이를 d 라 할 때, 전송신호는 분기(BT)를 통해 $2d$ 의 길이만큼 전파되게 된다. 이때, 전송신호의 성분 중 파장 λ 가 $d = \lambda/4$ 또는 $2d = \lambda/2$ 를 만족하는 신호파인 경우, 분

기되었다 되돌아온 전송신호는 그렇지 않은 전송신호와 180도의 위상차가 생기게 되어 서로 상쇄간섭을 일으켜 해당 주파수를 중심으로 일정 신호가 제거된다.

<23> 즉, 전송신호의 주파수 성분 중 파장 λ 가 분기(BT) 길이의 4배에 해당하는 주파수의 경우 채널 전달함수상에는 도 3에서와 같이 해당 주파수를 중심으로 하는 널(NULL)이 발생하게 된다.

<24> 이처럼 분기(BT)에 의해 생기는 첫번째 널의 주파수 f_0 는 파의 속도를 v 라 할 때 다음식과 같이 표현된다.

<25> **【수학식 1】**
$$f_0 = v/\lambda = \frac{v}{4d}$$

<26> 파의 진행속도는 매질에 의해 결정되므로 빛의 속도를 c , 매질의 절연상수를 ϵ_r 이라 하면 수학식 1은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

<27> **【수학식 2】**
$$f_0 = \frac{v}{4d} = \frac{c}{4d\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{K}{d}$$

<28> 로 표현된다.

<29> 또한, 널 주파수 f_0 의 홀수배에 해당하는 주파수 즉, $(2K + 1)f_0$ 에서도 널이 발생하게 되며, 분기(BT)의 길이 d 가 짧아질수록 널이 깊이가 커져 송신된 신호를 크게 왜곡시키게 된다.

<30> 일반적으로, 가입자선로의 채널 전달함수는 채널의 길이가 z 이라고 할 때 다음식과 같아 나타낼 수 있다.

<31> **【수학식 3】**
$$|H(f)| = e^{-\alpha f} \approx e^{-\alpha \sqrt{f}}$$

<32> 여기에서, $\alpha(f)$ 는 선로의 감쇄상수를 나타내며 주파수의 1/2 승에서 통상 변화한다.

<33> 수학식 3을 이용하여 길이가 d 인 분기(BT)에 대한 전달함수를 구하면 λ 이 분기(BT)의 왕복길이 $2d$ 이므로 채널의 전달함수는,

<34> 【수학식 4】 $|H(f)| = e^{-2da(f)} \approx e^{-2da\sqrt{f}}$

<35> 로 나타낼 수 있다.

<36> 첫번째 널 주파수 f_0 는 $f_0 = K/d$ 관계가 있으므로 널 주파수 f_0 에서 분기(BT)의 전달함수는 다음식과 같이 표현할 수 있다.

<37> 【수학식 5】 $|H_{bt}(f)| = e^{-(2Ka/\sqrt{f_0})}$

<38> 위 식에서 f_0 가 무한히 커지면 즉, 분기(BT)의 길이가 짧아지면 분기(BT)의 전달함수 크기가 1에 접근하게 된다. 따라서, 송신단(7)에서 오는 신호는 분기(BT)점 B에서 크게 감쇄된다. 즉, 분기(BT)의 길이가 짧을수록 채널에 큰 널을 발생시키게 되어 전송오율을 증가시키게 된다.

<39> 이러한 전달함수상의 왜곡은 CAP 또는 QAM 방식의 VDSL에서는 도 1에서와 같은 결정궤환등화기(DFE)를 이용하여 널 부분을 등화시키게 된다.

<40> 그러나, 결정궤환등화기의 텝수가 아주 크지 않으면 짧은 분기(BT)에 의한 깊은 널을 등화시키기 힘들며, 이러한 문제를 해결하기 위해 텝 수를 늘리면 그 만큼 쉬프트레지스트(Shift Resistor)의 수가 늘어나 결정궤환등화기에 대한 하드웨어의 복잡도가 커지게 되며 결정지연 시간이 증가하는 문제가 발생하게 된다.

<41> 또한 널의 깊이 및 폭이 매우 큰 경우에는 결정궤환등화기만을 이용하여 채널 전달함수의 전송오율을 최소화하면서 전달함수를 평탄하게 하는 데에는 실질적으로 한계가 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<42> 따라서, 위와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 채널의 분기(BT)에 의해 발생되는 널과 역관계의 전달함수 특성을 가지고 있는 디지털 보상필터를 결정궤환등화기 전단에 설치하고 분기에 의해 발생되는 널을 적응적으로 예측하여 널에 의해 손실된 신호성분을 보상해주어 채널 전달함수의 모양을 결정궤환등화기에 의해 처리되기 이전에 미리 평탄하게 해줌으로써 등화성능을 개선시키는데 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<43> 위와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 초고속디지털가입자망(xDSL) 모뎀은 결정궤환등화기(DFE)의 전단에서 수신신호의 전달함수상에 발생되는 널을 보상하기 위해 상기 널이 발생하는 주파수를 예측 및 추적하여 널 주파수를 찾아내고, 찾아낸 예측 널 주파수의 신호성분을 크게 해주는 널 보상장치를 구비한다.

<44> 이하, 첨부된 도면들을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세하게 설명한다.

<45> 도 4는 본 발명에 따른 보상필터를 구비한 디지털 가입자망 모뎀의 구성을 나타내는 구성도이다.

<46> 본 발명의 디지털 가입자망 모뎀은 결정궤환등화기 전단에서 분기(BT)에 의해 발생되는 널을 적응적으로 예측하여 찾아내어 널에 의해 손실된 신호성분을 보상해주어 채널 전달함수의 모양을 결정궤환등화기에서 처리되기 이전에 미리 평탄하게 해줄 수 있는 널 보상장치(10)를 구비하는 것으로, 이러한 널 보상장치(10)는 채널의 분기(BT)에 의해 발생되는 널과 역관계의 전달함수 특성을 가지는 널 보상필터(11)와 널의 위치를 추적하는 널 추적부(12)를 구비한다.

<47> 널 보상필터(11)는 결정궤환등화기(DFE)의 순방향필터(3)에 인가되는 신호채널의 전달함수상에서 발생되는 널을 보상하기 위해 널이 발생된 주파수의 신호성분을 크게 해준다.

<48> 이러한 널 보상필터(10)는 노치(Notch) 형태의 전달함수 특성을 가지는 노치필터와 역관계의 전달함수 특성을 가진다.

<49> 널 위치 추적부(12)는 널 추적 알고리즘을 따라 채널의 분기(BT)에 의해 전달함수상에 발생되는 널의 위치를 추적하여 해당 주파수를 찾아낸다.

<50> 이러한 널 주파수를 찾아내는 방법으로는 RPE(Recursive Prediction Error) 알고리즘과 가우스-뉴튼(Gauss-Newton) 방식을 사용한다.

<51> 도 4에서 널 보상필터(11)와 널 추적부(12) 이외의 구성요소들은 도 1의 그것들과 동일하므로 도 1에서와 동일한 참조번호를 사용하며 그에 대한 상세한 설명은 생략한다.

<52> 널 보상필터(10)는 노치(Notch) 형태의 전달함수 특성을 가지는 노치필터와 역관계의 전달함수 특성을 가지므로, 2차수의 무한임펄스응답(IIR: Infinite Impulse Response) 형태의 널 보상필터(11)의 전달함수는 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

<53> **【수학식 6】**
$$H(z^{-1}) = \frac{W(\omega r z^{-1})}{W(r z^{-1})}$$

<54>
$$= \frac{1 - 2\omega r \cos \theta z^{-1} + \alpha^2 r^2 z^{-2}}{1 - 2r \cos \theta z^{-1} + r^2 z^{-2}}, 0 < r < 1, 0 < \alpha < 1$$

<55>
$$= \frac{1 + \alpha r a z^{-1} + \alpha^2 r^2 z^{-2}}{1 + r a z^{-1} + r^2 z^{-2}}$$

<56> 여기에서 θ 는 라디안(radian) 단위의 널 주파수를 나타내며, r 은 극점의 반경, α 는 영점 제한 계수를 나타낸다. 특히 α 는 콘(corn) 모양의 스펙트럼의 밴드 폭을 결정한다.

<57> 도 5는 수학식 6에 따른 널 보상필터(11)의 극-영점 다이어그램과 콘 모양의 전달함수를 나타낸다.

<58> 분기(BT)에 의해 발생되는 채널 전달함수상의 널을 보상하기 위해서는 널의 위치를 적응적으로 예측하여 해당 위치의 주파수에서 도 5에서와 같은 콘 모양의 전달함수를 이용하여 해당 주파수의 신호성분을 크게 해주어야 한다.

<59> 이를 위해 널 추적부(12)에서는 널 보상필터(11)의 출력전력 스펙트럼을 이용하여 적응적으로 널의 위치를 예측한다.

<60> 이하, 분기(BT)에 의해 발생한 전달함수상의 널의 위치를 적응적으로 예측하는 방법을 설명한다.

<61> 본 발명에서 널 주파수를 찾아내는 기본 방법은 널 보상필터(11)의 출력 $e(n)$ 에 대한 평균전력이 최소가 되는 주파수를 예측하는 것으로, 이를 위한 에러 기울기(gradient)는 RPE 알고리즘을 이용하여 산출하고 반복적으로 다음 예측 널 주파수를 갱신(update) 하는 것은 가우스-뉴톤 방식을 사용한다.

<62> 널 보상필터(11)의 출력을 $e(n)$ 이라 하면, 출력 $e(n)$ 의 평균전력은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$<63> \text{【수학식 7】 } \nu_N = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^2(n)$$

<64> 채널의 전달함수상에 널이 발생하였다고 가정하고, 보상필터(11)의 예측 널 주파수를 $\hat{a}(n) = -2 \cos \hat{\theta}(n)$ 이라고 할 때, 예측 널 주파수 $\hat{a}(n)$ 이 실제 널 주파수와 다르면, 널 보상필터(11)에 의한 예측 널 주파수 $\hat{a}(n)$ 에서의 펄스로 인해 널 보상필터(10)의 평균전력은 증가하게 된다.

<65> 반대로, 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n)$ 이 실제 널 주파수에 근접할수록 보상필터(11)의 평균전력은 점점 작아지며, 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n)$ 과 실제 널 주파수가 정확히 일치할 때 널 보상필터(11)의 평균전력은 최소가 된다.

<66> 도 6은 본 발명에 따라 널 보상필터(11)의 최소 평균전력을 기준으로 널 추적시 전력 스펙트럼의 모양을 나타내는 도면이다.

<67> 도 6a 및 도 6b는 널의 위치를 찾지 못했을 경우 전력 스펙트럼 밀도(PSD:Power Spectral Density)의 모양을 나타내며, 도 6c는 널의 위치를 정확히 찾아내어 해당 주파수 부분의 신호성분을 강화한 경우의 전력 스펙트럼 밀도의 모양을 나타낸다.

<68> 평균전력은 도 6에서와 같은 전력 스펙트럼 밀도의 적분($\int_{-\infty}^{\infty} PSD df$)과 같으므로 도 6에서 전력 스펙트럼 밀도의 면적이 클수록 전력이 증가하게 된다.

<69> 널 보상필터(11)의 전달함수인 수학식 6에서 $\alpha r = \delta$ 로 정의하면, 수학식 6은 다음식과 같아 간단하게 표현된다.

<70> 【수학식 8】
$$H(z^{-1}) = \frac{W(\delta z^{-1})}{W(rz^{-1})}$$

<71>
$$= \frac{1 - 2\cos\theta z^{-1} + \delta^2 z^{-2}}{1 - 2r\cos\theta z^{-1} + r^2 z^{-2}}, 0 < r < 1, 0 < \alpha < 1$$

<72>
$$= \frac{1 + \delta\alpha z^{-1} + \delta^2 z^{-2}}{1 + r\alpha z^{-1} + r^2 z^{-2}}$$

<73> A/D 변환기(2)에서 연속적으로 샘플링되어 출력되어 널 보상필터(11)에 입력되는 전송신호를 $y(n)$ 이라고 할 때, 위와 같은 전달함수의 특성을 갖는 널 보상필터(11)의 출력 $e(n)$ 은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

<74> $e(n) = H(n, q^{-1})y(n) = \frac{1 + \delta \hat{a}(n)q^{-1} + \delta^2 q^{-2}}{1 + r\hat{a}(n)q^{-1} + r^2 q^{-2}} y(n)$

【수학식 9】

<75> 여기에서 q^{-1} 은 단위 지연 연산자를 나타낸다.

<76> 이 식을 차분방정식 형태로 다시 전개하여 정리하면,

<77> 【수학식 10】 $W(rq^{-1})e(n) = W(\delta q^{-1})y(n)$

<78> 【수학식 11】 $(1 + r\alpha q^{-1} + r^2 q^{-2})e(n) = (1 + \delta aq^{-1} + \delta^2 q^{-2})y(n)$

<79> 【수학식 12】 $e(n) + rae(n-1) + r^2 e(n-2) = y(n) + \delta ay(n-1) + \delta^2 y(n-2)$

<80> 【수학식 13】 $e(n) = -rae(n-1) - r^2 e(n-2) + y(n) + \delta ay(n-1) + \delta^2 y(n-2)$

<81> 이 된다.

<82> 수학식 10의 양변을 주파수 a 에 대해서 미분하면,

<83> 【수학식 14】 $W(rq^{-1}) \frac{\partial e(n)}{\partial a} + \frac{\partial W(rq^{-1})}{\partial a} e(n) = W(\delta q^{-1}) \frac{\partial y(n)}{\partial a} + \frac{\partial W(\delta q^{-1})}{\partial a} y(n)$

<84> 【수학식 15】 $W(rq^{-1}) \frac{\partial e(n)}{\partial a} + (rq^{-1})e(n) = W(\delta q^{-1}) \frac{\partial y(n)}{\partial a} + (\delta q^{-1})y(n)$

<85> 【수학식 16】 $W(rq^{-1}) \frac{\partial e(n)}{\partial a} + re(n-1) = \delta y(n-1)$

<86> 【수학식 17】 $W(rq^{-1}) \frac{\partial e(n)}{\partial a} = \delta y(n-1) - re(n-1)$

<87> 위 식에서 입력 데이터 $y(n)$ 은 주파수 a 와 무관하므로 $\frac{\partial y(n)}{\partial a} = 0$ 이 되었다.

<88> 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}$ 에 대해서 널 보상필터(11)의 출력이 감소하거나 필터(11)의 출력과 예측에러와의 차이가 줄어들기 위해서는 초기 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n)$ 에 대한 다음시간의 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n+1)$ 는 $\frac{\partial e(n)}{\partial \alpha}$ 에 대해서 마이너스(-) 방향으로 움직여야 한다.

<89> 즉, 이차함수 형태를 갖는 널 보상필터(11)의 평균전력이 도 7과 같이 유일한 최소점을 갖는 경우 다음시간의 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n+1)$ 가 평균전력의 최소점(f_0) 방향으로 움직이도록 하기 위해서는 $\frac{\partial e(n)}{\partial \alpha}$ 에 대해서 마이너스(-) 방향으로 움직여야 한다.

<90> 마이너스(-) 예측에러 기울기를 $\psi(n)$ 이라 정의하면, $\psi(n)$ 은 다음식과 같이 표시된다.

<91> 【수학식 18】 $\psi(n) = -\frac{\partial e(n)}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha=\hat{\alpha}(n)}$

<92> 위 식에 수학식 17을 대입하여 다시 정리하면,

<93> 【수학식 19】 $\psi(n) = -\frac{\partial e(n)}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha=\hat{\alpha}(n)} = \frac{-\delta y(n-1) + re(n-1)}{W(rq^{-1})} = \frac{-\delta y(n-1) + re(n-1)}{1 + r a q^{-1} + r^2 q^{-2}}$

<94> 이 된다.

<95> 이에 따라, 현재의 예측 널 주파수를 $\hat{\alpha}(n)$, 그리고 다음 단계의 예측 널 주파수를 $\hat{\alpha}(n+1)$ 이라고 하면, 가우스-뉴톤 방법에서는 다음 단계의 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}(n+1)$ 은 다음과 같이 갱신된다.

<96> 【수학식 20】 $\hat{\alpha}(n+1) = \hat{\alpha}(n) + (1-\rho)R(n)^{-1}\psi(n)e(n)$

<97> 여기에서, $(1-\rho)$ 는 반복적으로 갱신되는 식에서 나타나는 스텝 사이즈와 같은 인수로 예측 널 주파수 $\hat{\alpha}$ 의 최대 변동(보정)폭을 제한하는 역할을 하며, 이 값은 모뎀의 예측 능력 및 잡음에 대한 민감성 정도에 따라 결정된다.

<98> 예측 널 주파수의 분산을 줄이려면 $(1-\rho)$ 의 값이 작을수록 좋다. 이 값이 너무 작으면 널 위치를 찾아가는 수렴시간이 길어지는 단점이 있지만, 분기(BT)에 의한 널의 위치가 시간적으로 변하지 않아 시간에 따라 빠른 추적이 필요 없으므로 가능하면 작게 하는 것이 바람직하다.

<99> $R(n)$ 은 근사적인 예측에러의 제곱합 2계 도함수를 나타내며, 흔히 "가우스-뉴튼 방향"으로 알려져 있다.

<100> 이를 나타내면 다음과 같다.

<101> 【수학식 21】 $R(n)=R(n-1)+(1-\rho)(\psi(n)^2-R(n-1))$

<102> 널 보상필터(11)의 출력 $e(n)$ 은 수학식 9 대신 수학식 13으로 실제로 구현된다.

<103> 도 7에서와 같이 예측 널 주파수의 전범위에 걸쳐서 평균전력의 최소점이 유일하게 존재하므로 널 보상필터(11)의 예측 널 주파수는 실제의 널 주파수에 수렴하게 되어 널에 의한 신호성분의 손실을 보상할 수 있게 된다.

<104> 이하 널 보상필터(11)에 의해 널 주파수의 신호성분이 보상된 전송신호는 결정궤환등화기(DFE)의 순방향필터(FFF:Feedforward Filter)(3)에 인가되며, 이 후 과정은 종래 결정궤환등화기(DFE)에 의해 이루어지는 것과 동일하다.

【발명의 효과】

<105> 상술한 바와 같이, 본 발명의 초고속디지털가입자 모뎀에 구현되어 가입자 선로상의 분기(BT)에 의해 발생되는 널에 의한 신호성분의 손실을 등화기 전단에서 미리 보상하여줌으로써 전송오율을 줄여 초고속디지털가입자 서비스의 전송속도 저하를 방지하고 등화기의 텁수를 줄여주어 등화기에 하드웨어 구현시 비용을 절감할 수 있게 된다.



1020020079723

출력 일자: 2003/11/24

【특허청구범위】

【청구항 1】

결정궤환등화기(DFE)의 전단에서 수신신호의 전달함수상에 발생되는 널을 보상하기 위해 상기 널이 발생하는 주파수를 예측 및 추적하여 널 주파수를 찾아내고, 찾아낸 예측 널 주파수의 신호성분을 크게 해주는 널 보상장치를 구비하는 초고속디지털가입자망 모뎀.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서, 상기 널 보상장치는

수신신호의 전달함수상에서 상기 예측 널 주파수에 해당하는 신호성분을 보강해주는 널 보상필터; 및

상기 널 보상필터의 평균전력 또는 출력 에너지의 최저점을 기준으로 상기 예측 널 주파수를 찾아내는 널 추적부를 구비하는 것을 특징으로 하는 초고속디지털가입자망 모뎀.

【청구항 3】

제 2 항에 있어서, 상기 널 보상필터는

노치(Notch) 형태의 전달함수 특성을 가지는 노치필터와 역관계의 전달함수 특성을 가지는 것을 특징으로 하는 초고속디지털가입자망 모뎀.

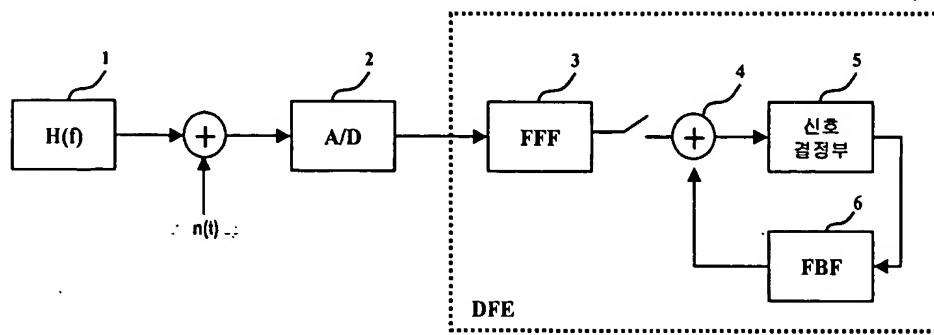
【청구항 4】

제 2 항에 있어서,

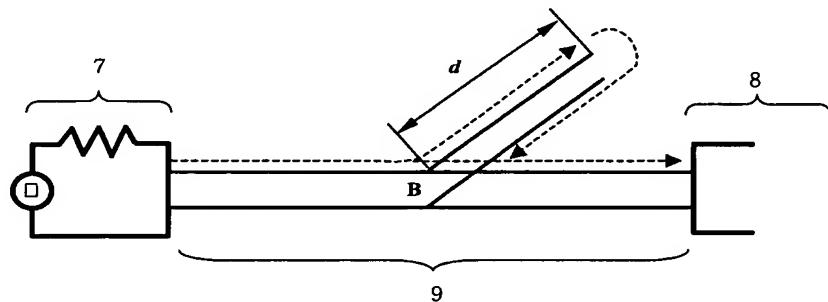
상기 널 추적부는 RPE(Recursive Prediction Error) 알고리즘과 가우스-뉴톤(Gauss-Newton) 방식을 사용하여 상기 널 주파수를 예측 및 추적하는 것을 특징으로 하는 초고속디지털가입자망 모뎀.

【도면】

【도 1】



【도 2】

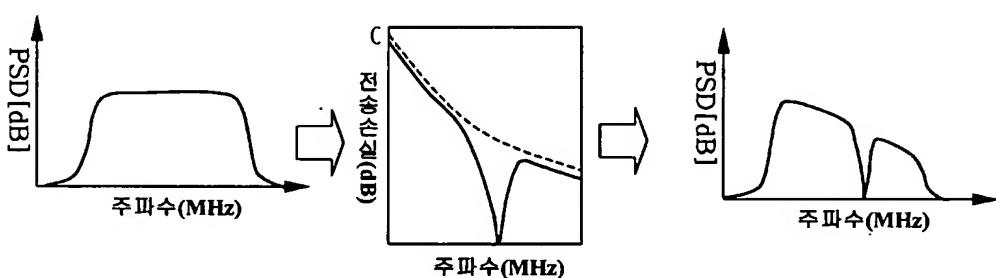


【도 3】

송신단

채널

수신단

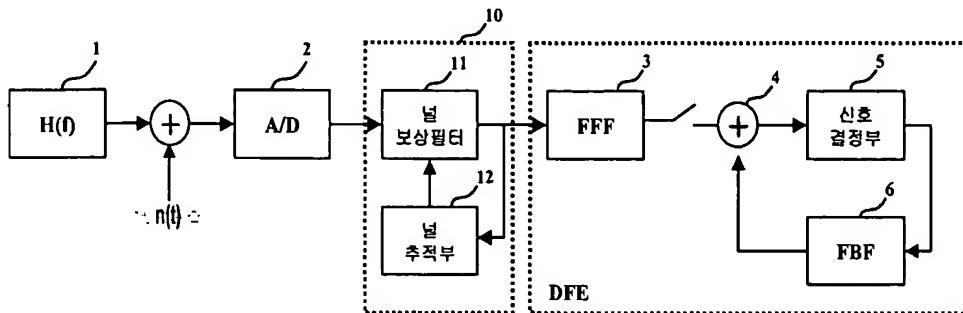


[송신측 신호 PSD]

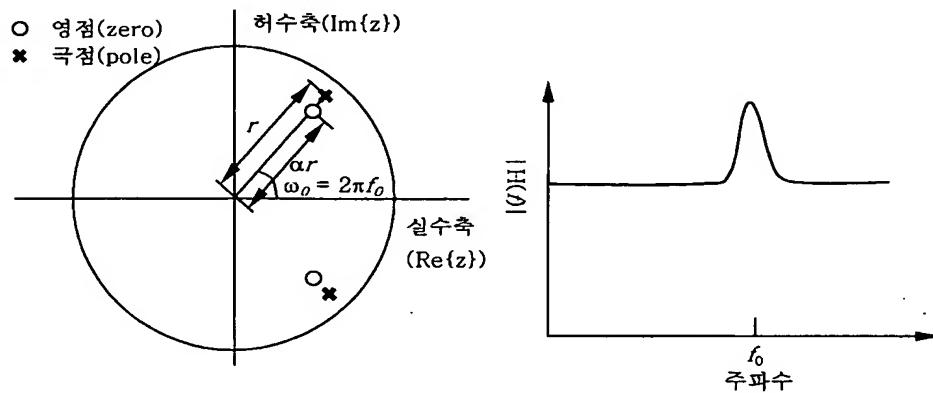
[BT가 있는 채널전달함수]

[수신된 신호 PSD]

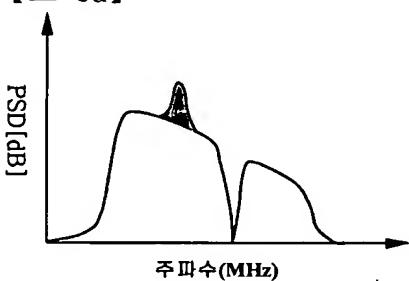
【도 4】



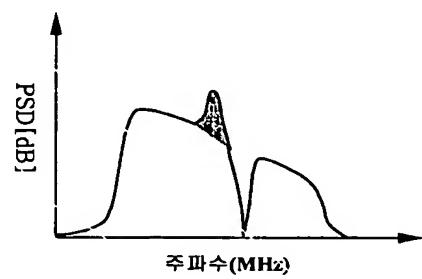
【도 5】



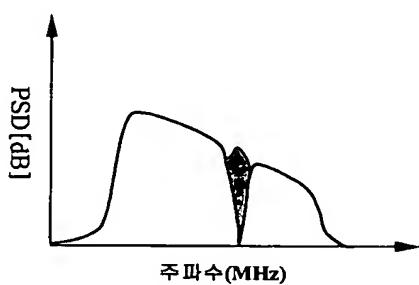
【도 6a】



【도 6b】



【도 6c】



【도 7】

